

文章编号: 1000-582X(2011)10-136-06

微机械振动陀螺闭环自激驱动理论分析及验证

刘 恒^{1,2}, 刘显学³, 张凤田³, 苏 伟³, 张富堂³

(1. 南京信息工程大学 电子与信息工程学院, 江苏 南京 210044;

2. 江苏省气象探测与信息处理重点实验室, 江苏 南京 210044;

3. 中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621900)

摘 要: 根据微机械振动陀螺驱动控制的要求, 对基于自动增益控制的自激驱动陀螺系统进行了理论分析, 在系统存在相位不平衡时, 利用近似平均法得到了结构的起振条件及稳态幅度表达式。理论分析和实验测试表明: 参考电压须大于某一临界值结构才能起振, 较大的参考电压能达到大的稳态振幅, 提高信噪比; 系统相位偏差将导致系统谐振频率偏离固有谐振点, 同时引起稳态振幅变小; 改变滤波器时间常数能改变起振时间。陀螺闭环自激系统测试得到谐振频率 10 min 内稳定度达到 ± 8 ppm, 振动幅度 1 h 内最大漂移 0.1%。

关键词: 陀螺; 自激振荡; 平均法; 自动增益; 相位偏差

中图分类号: V241.5

文献标志码: A

Theoretic analysis and verification of the closed-loop self-oscillation for an MEMS gyroscope

LIU Heng^{1,2}, LIU Xian-xue³, ZHANG Feng-tian³, SU Wei³, ZHANG Fu-tang³

(1. College of Electronic & Information Engineering, Nanjing University of Information & Technology, Nanjing 210044, Jiangsu, P. R. China; 2. Jiangsu Key Laboratory of Meteorological Observation and Signal Processing, Nanjing 210044, Jiangsu P. R. China; 3. Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621900, Sichuan, P. R. China)

Abstract: By analyzing the requirement of the closed-loop control for the vibratory gyroscope, the behaviour of the self-oscillation system with automatic gain control was analyzed with averaging method to achieve system stability and stable equilibrium. The theoretic analysis and experiment show that the reference voltage must be larger than a critical value; the larger the reference voltage is, the larger the signal-noise-ratio is; the system phase error will cause the resonance frequency drift and decrease the vibrating amplitude; different constants of the low pass filters result in different time to achieve the stable states. The experiment shows the frequency accuracy of the close-loop self oscillation system is about ± 8 ppm in 10 minutes and vibration amplitude is about 0.1% error in an hour.

Key words: Gyroscope, Self-oscillation, Averaging method, Automatic gain control, Phase rebalance error

振动式微机械陀螺驱动电路在系统中的功能是一定的频率作恒幅简谐振动, 同时驱动电路还要为检测电路的幅度检波提供参考信号^[1], 即由相关的理

收稿日期: 2011-12-20

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(41075026); 中国工程物理研究院科学技术发展基金资助项目(2009B0403044)。

作者简介: 刘恒(1980-), 男, 南京信息工程大学博士, 主要从事微机械惯性传感器研制方向研究, (Tel)13814519286; (E-mail)ghost80boy@163.com。

论分析^[2]可知,陀螺的标度因子与其驱动轴振动速度的幅度成正比,因此保持陀螺驱动轴振动速度幅度的稳定性对于提高陀螺整体性能非常重要。为了保证陀螺驱动轴的振幅稳定,需要对陀螺进行闭环控制。闭环驱动控制的主要目的有 2 个:保证陀螺始终能够在其在驱动轴的谐振频率上振动;保证陀螺振动幅度的稳定。

对于振动式微机械陀螺的闭环驱动,文献[3-6]通过自适应、滑模等智能控制方法,理论和仿真均表明可以实现结构恒幅振动和谐振频率跟踪,但电路实现上非常的困难。文献[7]采用了非线性反馈环,但非线性环的高次谐波使相位噪声恶化,影响频率的稳定性。文献[8-10]采用微扰理论,并利用周期平均法和相平面技术对单闭环自激驱动系统进行了理论分析,但是为了简化分析,均没有考虑相位偏离平衡条件对整个闭环系统稳定性的影响。实际过程中前置信号处理和滤波等均存在相移,系统相位很难保持长期的平衡。采用平均周期法分析陀螺自激振荡系统的行为并考虑相位偏差对系统的影响,对振动陀螺闭环自激驱动系统进行理论分析,得到了系统能够稳定自激起振的条件和稳态振动幅度与相位偏差的关系,并对系统行为进行了实验验证。

1 陀螺闭环自激驱动理论分析

微机械振动陀螺闭环自激驱动系统的结构如图 1 所示,系统组成 1 个自动增益控制(auto gain control, AGC)环路。首先检测驱动轴输出的振动速度 \dot{x} ,经过放大 k_1 倍后一路再通过全波整流和低通滤波器, τ 为一阶低通滤波器的时间常数,得到的直流电压 A 与负参考直流电压 $-V_R$ 进行反相加法运算,差压 V_c 作为驱动电压中的直流部分。另一路经过全通恒幅移相后作为驱动电压的交流部分 V_a ,由于实际电路中滤波器等存在的相移,为了维持系统的相位平衡需引入移相模块,其中 \hat{c} 为移相器结构参数。当采用双边差分驱动时,交流驱动电压需要反相再和直流电压叠加。当陀螺结构封装品质因数很大时,忽略高阶项和直流项静电驱动力对振动速度的影响,静电驱动力大小正比例于 V_a 和 V_c 的乘积, k_2 为比例系数,大小与驱动梳齿结构有关。为了对振动幅度进行控制,在闭环系统中引入了负反馈机制:当振动速度的幅度放大后大于参考值电压 V_R 时,减小正反馈环路中的 V_a 和 V_c 以减小反馈的静电驱动力 F_d ,从而减小振动速度的幅度;反之增加 V_a 和 V_c 以增加振动速度的幅度,最终振动的幅度稳定在固定值上,上述控制方法为 DC-AC 自

动增益控制^[11]。图 1 中 m 为可动结构质量, Q 为驱动模态品质因数, ω_n 为驱动模态结构谐振频率, $r(t)$ 为噪声电压的等效静电驱动力,稳态时其远小于静电驱动力 F_d 。

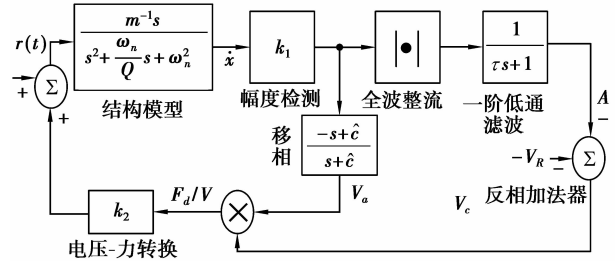


图 1 微机械振动陀螺闭环自激驱动分析模型

根据系统各模块的动力学原理,建立理论分析模型

$$\begin{cases} m(\ddot{x} + \frac{\omega_n}{Q}\dot{x} + \omega_n^2 x) = kV_c \dot{x} e^{j\varphi}, \\ A = \frac{1}{\tau} (|k_1 \dot{x}| - A), \\ V_c = V_R - A, \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中, $k = k_1 \cdot k_2$ 。由于移相 φ 大小与频率有关, $\varphi = -2\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$,是与时间无关的项, ω_0 是移相器归一化的角频率,大小与 \hat{c} 有关。假定结构振动位移为 $x(t)$

$$x(t) = a(t) \cos(\omega_n t + \varphi(t)), \quad (2)$$

$a(t)$ 和 $\varphi(t)$ 为振动位移的幅度和相位,振动速度为位移的导数

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) = & -a(t)\omega_n \sin(\omega_n t + \varphi(t)) + \\ & \dot{a}(t) \cos(\omega_n t + \varphi(t)) - a(t)\dot{\varphi}(t) \sin(\omega_n t + \varphi(t)). \end{aligned} \quad (3)$$

由于在稳定状态时,幅度变化和相位变化较为缓慢^[8-10]

$$\dot{a}(t) \cos(\omega_n t + \varphi(t)) - a(t)\dot{\varphi}(t) \sin(\omega_n t + \varphi(t)) = 0. \quad (4)$$

那么振动加速度为

$$\begin{aligned} \ddot{x}(t) = & -\dot{a}(t)\omega_n \sin(\omega_n t + \varphi(t)) - \\ & a(t)\omega_n(\omega_n + \dot{\varphi}(t)) \cos(\omega_n t + \varphi(t)). \end{aligned} \quad (5)$$

将 $\ddot{x}(t)$ 、 $\dot{x}(t)$ 、 $x(t)$ 代入上述方程(1),结合式(4)得

$$\begin{cases} \dot{a}(t) \cos(\omega_n t + \varphi(t)) - a(t)\dot{\varphi}(t) \sin(\omega_n t + \varphi(t)) = 0 \\ \dot{a}(t) \sin(\omega_n t + \varphi(t)) + a(t)\dot{\varphi}(t) \cos(\omega_n t + \varphi(t)) = \\ -a(t)B \cdot \cos\varphi \sin(\omega_n t + \varphi(t)) + \\ a(t) \frac{k(V_R - A)}{m} \sin\varphi \cos(\omega_n t + \varphi(t)). \end{cases} \quad (6)$$

令 $B = \left(\frac{\omega_n}{Q} - \frac{k(V_R - A)}{m} \right)$, 求解方程组(6)后得

$$\dot{a}(t) = -a(t) \cdot B \cdot \cos\varphi \cdot \sin^2(\omega_n t + \varphi(t)); \quad (7)$$

$$\dot{\phi}(t) = \frac{k(V_R - A)}{m} \sin\varphi \cos^2(\omega_n t + \varphi(t)); \quad (8)$$

$$A = \frac{1}{\tau} (|k_1 \dot{x}| - A). \quad (9)$$

对于慢时变系统, 根据平均法原理^[12]

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin^2(\omega_n t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \cos^2(\omega_n t) dt = \frac{1}{2}$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \sin(\omega_n t) \cos(\omega_n t) dt = 0.$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T |\sin(\omega_n t)| dt = \frac{1}{T} \int_0^T |\cos(\omega_n t)| dt = \frac{2}{\pi}.$$

根据上述结果, 化简式(7)-(9)后

$$\bar{\dot{a}}(t) = -\frac{1}{2} \bar{a}(t) \cdot \left(\frac{\omega_n}{Q} - \frac{k(V_R - A)}{m} \cos(\varphi) \right); \quad (10)$$

$$\bar{\dot{\phi}}(t) = \frac{1}{2} \frac{k(V_R - A)}{m} \sin(\varphi); \quad (11)$$

$$\bar{A} = \frac{1}{\tau} (k_1 \frac{2}{\pi} \omega_n \bar{a}(t) - \bar{A}). \quad (12)$$

分析方程组(10)-(12)构成的系统的稳定性, 需要求出其稳态平衡点, 求解方程组(10)-(12)得到平衡点

$$\begin{cases} \bar{a}_0(t) = 0; \\ \bar{A}_0 = 0. \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \bar{a}_1(t) = (V_R - \frac{m\omega_n}{kQ \cos(\varphi)}) \frac{\pi}{2k_1 \omega_n}; \\ \bar{A}_1 = V_R - \frac{m\omega_n}{kQ \cos(\varphi)}. \end{cases} \quad (14)$$

对方程组(10)-(12)在平衡点附近线性化, 对于平衡点 $(\bar{a}_0(t), \bar{A}_0)$

$$\begin{cases} \bar{\dot{a}}(t) = -\frac{1}{2} \left(\frac{\omega_n}{Q} - \frac{kV_R}{m} \cos(\varphi) \right) \bar{a}(t); \\ \bar{A} = \frac{1}{\tau} \frac{2}{\pi} k_1 \bar{a}(t) \omega_n - \frac{1}{\tau} \bar{A}. \end{cases} \quad (15)$$

要想结构能起振, 平衡点 $(\bar{a}_0(t), \bar{A}_0)$ 应该是 1 个不稳定平衡点, 即一阶线性方程的对应的 1 次项系数大于 0 ($a(t) > 0$), 需满足等式

$$-\frac{1}{2} \left(\frac{\omega_n}{Q} - \frac{kV_R}{m} \cos(\varphi) \right) > 0. \quad (16)$$

求解不等式(16)后有 $V_R > \frac{m\omega_n}{kQ \cos(\varphi)}$, 当满足上述条件后结构就能起振并能稳定下来。理想条件下, 相位偏移为 $(2n+1)\pi, n=0, 1, 2, \dots$, 很显然在存在相位偏移时, 结构需要更大的直流参考电压才可以起振。对于平衡点 $(\bar{a}_1(t), \bar{A}_1)$, 对上述方程在该平衡点附近线性化, 有

$$\begin{cases} \bar{\dot{a}}(t) = -\frac{1}{2} \frac{k}{m} \left(V_R - \frac{m\omega_n}{kQ \cos(\varphi)} \right) \frac{\pi}{2k_1 \omega_n} \times \\ \quad \left(\bar{A} - \left(V_R - \frac{m\omega_n}{kQ \cos(\varphi)} \right) \right). \\ \bar{A} = \frac{1}{\tau} \frac{2}{\pi} k_1 \bar{a}(t) \omega_n - \frac{1}{\tau} \bar{A}. \end{cases} \quad (17)$$

对上述方程组(17)进行拉普拉斯变换

$$s^2 \bar{A}(s) = -\frac{1}{2} \frac{1}{\tau} \left(\frac{kV_R}{m} \cos(\varphi) - \frac{\omega_n}{Q} \right) \bar{A}(s) - \frac{1}{\tau} s \bar{A}(s), \quad (18)$$

式(18)对应的特征方程根为

$$s_{1,2} = -\frac{1}{2\tau} \left(1 \pm \sqrt{1 - 2\tau \left(\frac{kV_R}{m} \cos(\varphi) - \frac{\omega_n}{Q} \right)} \right).$$

由于 2 个特征根在相平面的左半平面, 该平衡点是稳定的, 这与系统要求最后稳定下来是相适合的。此时只要满足起振条件, 结构就能稳定在平衡点。当 $0 < 1 - 2\tau \left(\frac{kV_R \cos(\varphi)}{m} - \frac{\omega_n}{Q} \right) < 1$, 结构的振动

速度会以 $\frac{1}{2\tau}$ 的收敛速度趋于稳定状态, 保持 $\frac{1}{2\tau}$ 不变, 调节 k 和 V_R 均能使结构更快速起振。但过大的 k 和 V_R 将会出现 $1 - 2\tau \left(\frac{kV_R \cos(\varphi)}{m} - \frac{\omega_n}{Q} \right) < 0$, 振动的幅度出现超调和振荡。在 k 和 V_R 较大时, 可以通过增大 $\frac{1}{2\tau}$ 来使系统再次稳定。相位角度 φ 在不为 0 时, $\cos(\varphi) < \cos(0) = 1$, 也就是相位偏移大到一定值可使原本超调的系统稳定不再出现超调。对于相位变化量

$$\bar{\dot{\phi}}(t) = \frac{1}{2} \frac{k(V_R - A)}{m} \sin(\varphi) = \frac{1}{2} \frac{\omega_n}{Q} \tan(\varphi). \quad (19)$$

式(19)表明相位偏移后频率将会发生变化, 也即频率抖动, 变化大小与相位角度 φ 有关, 角度越大, 频率变化越大。同时相位变化也将导致平衡点发生变化, 太大的相位偏离将导致振动幅度非常的小, 不利于检测。所以系统应该尽量满足相位平衡条件, 在频率改变时也需要满足相位平衡条件, 应尽量采用自适应移相电路。

2 实验验证

为了对上述理论分析进行实验验证, 选择的驱动对象为一只采用真空封装的双框架振动陀螺^[13], 由于陀螺输出信号比较微弱, 容易受低频噪声的干扰^[14], 前置电路处理上引入了频率调制解调方法。整个闭环自激驱动电路模块见图 2, 3 为测试用的 PCB 及制造的微机械振动陀螺。

在闭环自激驱动之前,需要开环测试陀螺的品质因数和谐振频率。直流稳压电源提供 5 V 直流电压从图 2 中 DC 处接入,动态信号分析仪 Agilent35670A 提供的扫频源一路接入图 2 中的 AC 处,一路接入分析仪的通道 1,幅度为 2 V。低通滤波器输出的信号接入分析仪的通道 2。当扫频范围为 12~14 kHz 时,谐振频率为 13.564 kHz,折算的品质因数为 1 863,实验结果见图 4,同时谐振点左右两边相同频差对应的幅频响应并不一致,这与噪声对双边驱动的影响不对称有关。上述结果随频率扫描范围的变化略有变化,当扫频范围为 13~14 kHz 时,谐振频率为 13.552 kHz,与信号发生器激励得到的谐振点相一致。实验发现,只有陀螺的品质因数大于 500 时才容易起振,所以开环测试对微机械振动陀螺闭环自激驱动是很重要的。

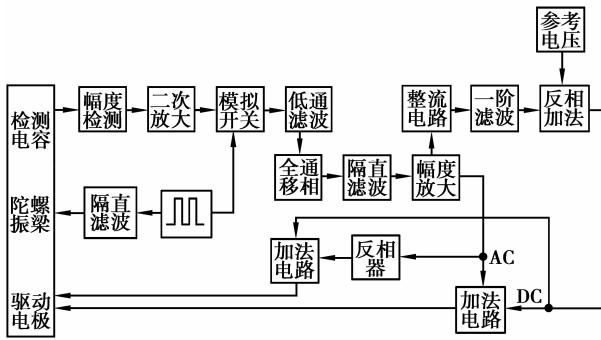


图 2 微机械振动陀螺闭环自激驱动电路框图



图 3 微机械振动陀螺闭环自激驱动测试 PCB

为了验证直流参考电压对结构起振的影响,通过改变滑动变阻器的大小来改变接入直流参考电压的大小。其中图 5-7 为不同直流参考电压下图 2 中 AC 处对应的输出信号波形。当直流参考电压为 -0.45 V 时,结构不能起振(见图 5),很难检测到谐振频率信息;当直流参考电压为 -1.137 V 时,结构有起振的现象(见图 6),但信噪比小,不利于信号的检测;当直流参考电压为 -4.445 V 时,结构有起振的

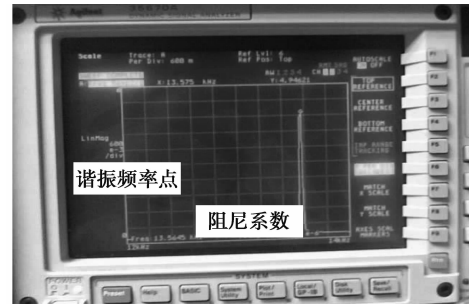


图 4 微机械振动陀螺开环幅频响应曲线

现象,信噪比大,振动幅度大(见图 7),容易检测谐振信息^[15]。图 5-7 实验结果与理论相一致。

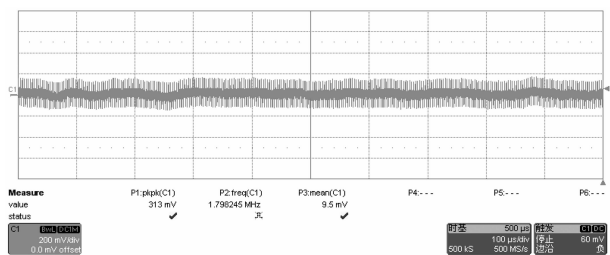


图 5 直流参考电压为 -0.45 V 对应的检测信号

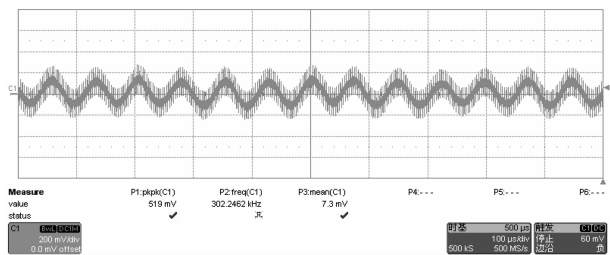


图 6 直流参考电压为 -1.137 V 对应的检测信号

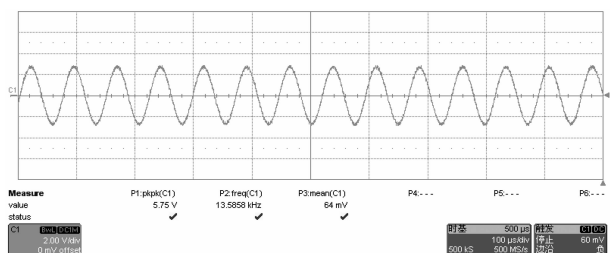


图 7 直流参考电压为 -4.445 V 对应的检测信号

为了验证系统相位偏离平衡条件对系统起振影响,改变全通移相器的移相大小。图 8 和图 9 中,通道 1 对应的是图 2 中 AC 处的输出信号,通道 2 对应的是图 2 中低通滤波器处的输出信号。图 8 对应的相移为 -50° ,图 9 对应的相移为 -168° 。通过比较图 8 和图 9 中相同通道信号的幅度可以发现,在相同条件下,振动幅度大小与相移偏差大小有关。相位偏离越大,对应的振动幅度越小;针对实验的微陀螺,当偏差大到 -40° 左右时,结构起振输出信号

信噪比很小。

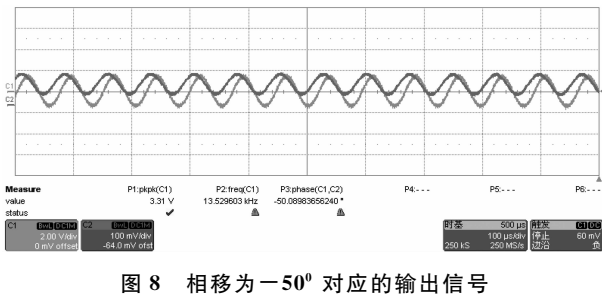


图 8 相移为 -50° 对应的输出信号

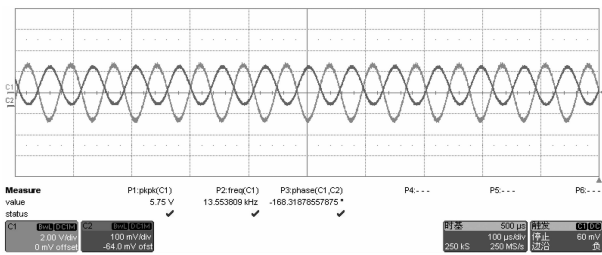


图 9 相移为 -168° 对应的输出信号

在验证相位偏差对频率的影响时,将图 2 中 AC 处输出的信号接入 Agilent53132A 数字频率计,利用其测频功能对信号进行测试。当改变相移时,频率不再保持不变,而是在新的谐振点附近跳变,变化范围依然为 ± 0.1 Hz,无相移偏差时谐振频率为 13.552 kHz,Allan 方差分析得到的短期频率稳定度曲线,见图 10,在 10 min 内频率稳定度达到 ± 8 ppm。

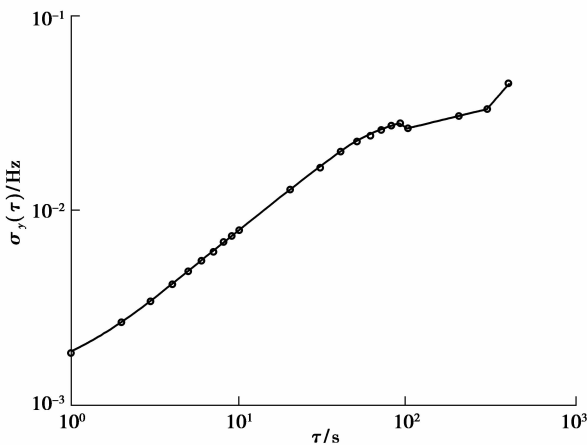


图 10 闭环驱动频率短期稳定度

改变一阶 RC 低通滤波器中的电阻值就可以改变滤波器的时间常数 τ 。图 11 和图 12 中 2 通道为图 2 中 AC 处的输出信号,其中图 11 对应的电阻为 68 k Ω ,电容为 0.1 μ F,上电到稳定起振时间约为 0.443 s;图 12 对应的电阻为 0.1 k Ω ,电容为 0.1 μ F,上电到稳定起振时间约为 3.3 s。图 11 和 12 比较

表明滤波器时间常数越大,结构上电稳定起振时间越短,实验与理论分析相一致。

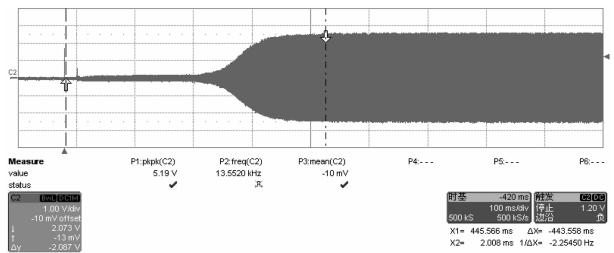


图 11 $R=68$ k Ω 对应的上电起振过程

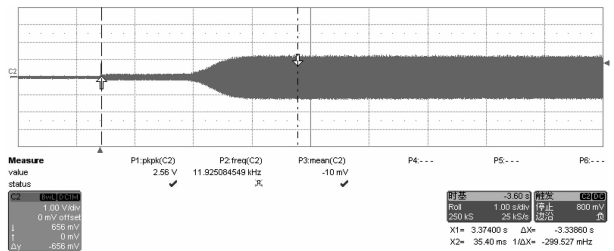


图 12 $R=0.1$ k Ω 对应的上电起振过程

式(14)表明,稳态振动幅度与电学可调参数直流参考电压和相位偏离有关。前述已经分析了相位偏差对振动幅度影响,图 11 和 12 也大致反映了实验中的闭环振动幅度的稳定性,上电起振稳定后,振动幅度在示波器上显示变化很小。为了精确分析振动幅度的稳定性,调整直流参考电压大小,利用 Agilent34401A 数字万用表和 GPIB 接口电缆对幅度数据进行了采集,图 13 为采集到的幅度与采样时间曲线的部分,其中横坐标为实际采样时刻,单位为 s,纵坐标为幅度,最小采样刻度为 0.000 1 V。对整个幅度数据进行长时间自动采集,在 1 h 内幅度值上漂移了约 0.1%,分析发现电路板上电温度对幅度漂移产生影响比较大。

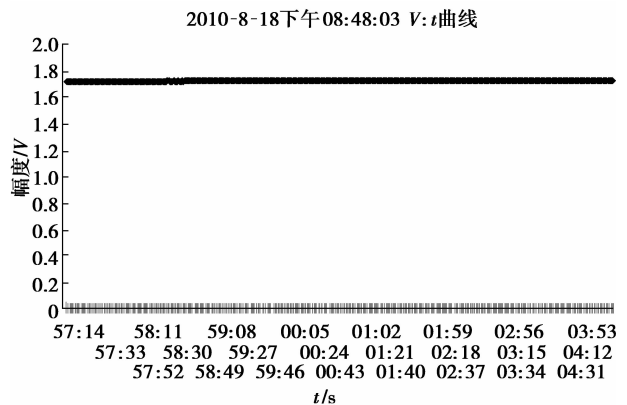


图 13 闭环振动幅度采样曲线

3 结 论

首先分析微机械振动陀螺驱动控制的要求,建立了基于 DC-AC 自动增益控制的自激驱动控制分析模型,利用平均周期法分析了非线性系统在系统不满足相位平衡条件的行为,得到了系统的起振条件和稳态振幅表达式。利用基于体硅工艺制造的陀螺进行了实验验证,理论分析和实验测试表明:参考电压须大于某一临界值结构才能起振,较大的参考电压能达到大的稳态振幅,提高信噪比;系统相位偏差将导致系统谐振频率偏离固有谐振点,同时引起稳态振幅变小;改变滤波器时间常数能改变起振时间。测试闭环自激系统谐振频率 10 min 内稳定度达到 ± 8 ppm,振动幅度 1 h 内向上飘移约 0.1%。在测试中,驱动电压不宜太大,否则需考虑振梁大变形对输出频率的非线性影响。

参考文献:

- [1] 刘晓为,许晓巍,谭晓昀. 陀螺自激驱动电路中的自动增益控制设计[J]. 传感技术学报, 2007, 20(7): 2222-2225.
LIU XIAO-WEI, XU XIAO-WEI, TAN XIAO-YUN. The design of auto gain control in self-excitation drive circuit of gyroscope [J]. Chinese Journal of Sensor and Actuator, 2007, 20(7): 2222-2225.
- [2] PARK S. Adaptive control strategies for MEMS gyroscopes [D]. Berkeley: University of California, 2000.
- [3] PARK S, HOROWITZ R. Adaptive control for the conventional mode of operation of MEMS gyroscopes [J]. Journal of Micro-electromechanical Systems, 2003, 12,(1):101-108.
- [4] BATUR C, SREERAMREDDY T, KHASAWNEH Q. Sliding mode control of a simulated MEMS gyroscope [J]. ISA Transactions, 2006, 45(1) : 99-108.
- [5] FEI J, BATUR C. Robust adaptive control for a MEMS vibratory gyroscope [J]. Int J Adv Manuf Technol, 2009, 42: 293-300.
- [6] ZHONG Q, DONG L L, GAO Z Q. Control and rotation rate estimation of vibrational MEMS gyroscopes [C] // Proceedings of 16th IEEE International Conference on Control Applications Part of IEEE Multi-conference on Systems and Control. Singapore: 2007, 325-329.
- [7] HYUN C, LEE J G. Oscillation loop for a resonant type MEMS accelerometer and its performance [C] // Proceedings of IEEE, 2006, 2: 594-598.
- [8] ROBERT T M, CLOSKEY A V, ROMAN G. Mode localization induced by a nonlinear control loop [J]. Nonlinear Dynamics, 2001, 25: 221-236.
- [9] LOVEDAY P W, ROGERS C A. The influence of control system design on the performance of vibratory gyroscopes [J]. Journal of Sound and Vibration, 2002, 255(3): 417-432.
- [10] WANG Z F, LU W G, LI F, et al. Theoretical analysis and numerical simulation of closed loop self oscillation system for MEMS vibratory gyroscopes [J]. Chinese Journal of Sensor and Actuator, 2008, 21(8): 1337-1342.
- [11] 李锦明,张文栋,苏淑婧. 振动式微机械陀螺的驱动模式研究[J]. 测控技术学报, 2004, 18: 219-222.
LI JING-MING, ZHANG WEN-DONG, SU SHU-JING. Research of driving mode in vibratory MEMS gyroscope [J]. Journal of Test and Measurement Technology, 2004, 18: 219-222.
- [12] SUN X, HOROWITZ R, KOMVOPOULOS K. Stability and resolution analysis of a phase-locked loop natural frequency tracking system for MEMS fatigue testing [J]. Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 2002, 12: 599-605.
- [13] ZHOU H, TANG H L, SU W, et al. Robust design of a MEMS gyroscope considering the worst-case tolerance [C] // Proceedings of the 2010 5th IEEE International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems. Xiamen, China: 2010, 1009-1013.
- [14] CHEN Y C, ROBERT T, CLOSKEY M. A control and signal processing integrated circuit for the JPL-boeing micromachined gyroscopes [J]. Transactions on Control System Technology, 2005, 13(2): 286-300.
- [15] 郝一龙,贾玉斌. 谐振加速度计的非线性分析[J]. 纳米技术与精密工程, 2003, 1(1): 31-33.
HAO YI-LONG, JIA YU-BIN. Nonlinear analysis for micro-machined based on resonant principle [J]. Nanotechnology and Precision Engineering, 2003, 1(1): 31-33.

(编辑 侯 湘)